RADIOTECNICA

R. WIGAND - H. GROSSMANN

PARTE IV

AMPLIFICATORI PER ALTA E BASSA FREQUENZA

RADIOTECNICA

2007

ROLF WIGAND

H. GROSSMANN

RADIOTECNICA

Parte quarta

AMPLIFICATORI PER ALTA E BASSA FREQUENZA

EDITRICE IL RÓSTRO MILANO

1958

Titolo originale dell 'opera
RUNDFUNKTECHNIK
Einführung und praktischer Wegweiser
Teil IV
Verstärker für Hoch - und Nieder frequenz
ALBRECHT PHILLER - VERLAG, MINDEN (WESTF)

Traduzione di **Giuseppe Baldan**

Tutti i diritti riservati alla
Editrice il Rostro

Tipografia Edizioni Tecniche - Via Baldo Degli Ubaldi, 6 - Milano

L'opera completa « Radiotecnica » comprende 5 volumi

1. Concetti fondamentali I N. 2001
2. Concetti fondamentali II N. 2003
3. Antenne, onde, raddrizzatori N. 2005
4. Amplificatori per alta e bassa frequenza N. 2007
5. Valvole con controreazione, trasmettitori e ricevitori moderni N. 2009

Indice

		Pag.
1)	La valvola come amplificatrice di una tensione a bassa frequenza	1
2)	Amplificatori per alta frequenza	11
3)	Applicazione pratica dell'amplificatore ad alta frequenza: il ricevitore diretto	17
4)	La polarizzazione di griglia	23
5)	La scelta delle bobine e dei condensatori per i circuiti oscillanti	25
6)	Accoppiamento dell'antenna	26
7)	Ricevitore a tre valvole e due circuiti	30
8)	Regolazione dell'amplificazione con valvole a pendenza variabile	33
9)	Parliamo ancora dei circuiti oscillanti	36
10)	Contrapposto fra selettività e buona riproduzione del suono	44
11)	Perchè gli amplificatori ad alta frequenza possono fischiare	53

La valvola come amplificatrice di una tensione a bassa frequenza

Gli amplificatori in alta frequenza amplificano sempre una ristretta gamma di frequenze; gli amplificatori a bassa frequenza devono invece amplificare tutta la banda delle frequenze udibili da 20 a 10.000 Hz. Quindi in questo caso si ha a che fare con l'amplificazione di una intera gamma di frequenze. Questa condizione è quella che fa differire il circuito degli amplificatori in alta e in bassa frequenza. I primi sono degli amplificatori selettivi, i secondi sono degli amplificatori a larga banda.

Se la tensione a bassa frequenza fornita dal demodulatore non è sufficiente per pilotare la valvola finale (ciascun fornitore specifica nei cataloghi la tensione alternata di griglia necessaria), occorre amplificarla. In questo caso si parla di « *amplificazione di tensione* », perchè basta aumentare l'ampiezza della tensione, e si parla invece di « *amplificazione di potenza* », nella valvola finale dove si genera la potenza che azionerà l'altoparlante.

La tensione necessaria a comandare la valvola finale può in certe condizioni essere prelevata anche direttamente dal demodulatore se, come nella fig. 1, si usa un trasformatore di accoppiamento fra demodulatore e finale. Come demodulatore si usa in questo caso un triodo con raddrizzamento di griglia o di placca. Nella fig. 1 si vede che la resistenza di carico del demodulatore è costituita dal primario del trasformatore. Sul secondario (II) si trova una tensione aumentata del rapporto di trasformazione che controlla direttamente la valvola finale.

È chiaro che, al fine di ottenere la condizione ricordata all'inizio di una amplificazione costante in tutta la banda fonica, la resistenza di carico della valvola demodulativa dovrebbe rimanere costante per tutto questo campo (20-10.000 Hz).

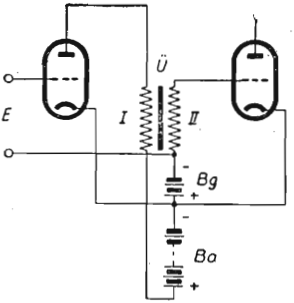


Fig. 1

Questa condizione è però soddisfatta solo con delle resistenze ohmiche pure. Invece l'impedenza del primario del trasformatore è sempre dipendente dalla frequenza, cioè l'amplificazione è diversa per le varie frequenze. Ciò è tanto più vero quanto più è bassa l'autoinduzione del primario. Quindi per avere una amplificazione che sia il più indipendente possibile dalla frequenza è bene fare il trasformatore con un'alta induttanza al primario; essa garantisce che anche alle frequenze più basse da trasmettere si abbia una impedenza sufficientemente alta.

L'amplificazione in B F con accoppiamento a trasformatore era molto usata una volta, perchè si poteva con essa raggiungere l'amplificazione voluta in modo più facile che con l'accoppiamento a resistenza del quale parleremo più avanti. Nell'accoppiamento a trasformatore è infatti possibile amplificare la tensione applicata al primario (I) fa-

cendo il secondario (II) con un maggiore numero di spire. Con ciò si ottiene una amplificazione totale aumentata del rapporto di trasformazione. Però questo rapporto non può essere scelto alto a piacere per le seguenti ragioni: ciascuna spira ha una capacità propria che è molto sensibile nei trasformatori ad alta induttanza e che limita l'amplificazione alle alte frequenze (da 7000 Hz circa in su) a causa del suo effetto di corto circuito. Alla capacità del primario I si aggiungono anche la capacità dei collegamenti e delle valvole. Infatti l'alta dispersione delle linee di flusso che si ha alle alte frequenze limita l'amplificazione, perchè, quando lo accoppiamento si fa meno stretto, diminuisce la tensione trasformata.

Le linee di flusso disperse (confronta parte II pag. 17) corrispondono ad una induttanza applicata in serie alla griglia della seconda valvola (fig. 2*a*); essa in unione alle

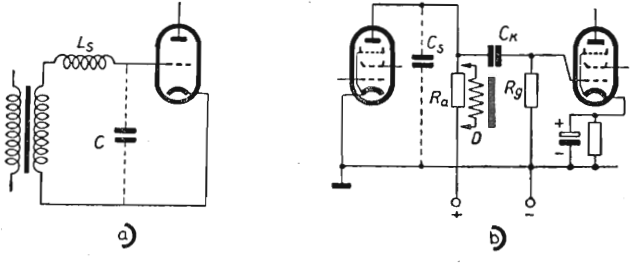


Fig. 2

capacità della valvola rappresenta un filtro passa basso (confr. parte III fig. 22). Poichè aumentando il numero di spire del secondario II aumenta la dispersione e poichè alle alte frequenze la massima diminuzione di amplificazione ammessa è del 30%, il rapporto di trasformazione dei trasformatori a bassa frequenza non può superare un certo valore, di solito si sceglie un rapporto da 1 : 2 a 1: 5.

Dimensionando opportunamente l'induttanza e la capacità degli avvolgimenti si può avere una risonanza nel campo delle alte frequenze in cui si avrebbe altrimenti una diminuzione dell'amplificazione e quest'ultima viene spostata verso le frequenze più alte. Se l'attenuazione propria del trasformatore è piccola si ha un picco di risonanza molto accentuato per una frequenza determinata. Si fa uso di queste possibilità nella ricezione in radiotelegrafia nella quale si dà la preferenza alle frequenze attorno ai 1000 Hz.

Per l'accoppiamento a traslatore si adottano solo i triodi che hanno una resistenza interna più piccola dell'impedenza del primario del trasformatore e che a causa della loro azione di attenuazione spianano la caratteristica di lavoro. Si ottiene così una amplificazione sufficiente anche alle basse frequenze. Invece i pentodi hanno delle resistenze interne più alte (1 — 2 MΩ) e quindi le caratteristiche di lavoro sono più ripide. La conseguenza di ciò è che la tensione alternata anodica appare irregolare e distorta, perchè vengono favoriti i toni alti.

Nei circuiti con pentodi ha trovato perciò impiego l'accoppiamento a induttanza che rappresenta una soluzione intermedia fra l'accoppiamento a trasformatore e quello a resistenza del quale parleremo più avanti. In questo caso la resistenza di carico è costituita da bobine ad alta impedenza (50 - 500 H) e l'accoppiamento con lo stadio successivo è capacitivo (fig. 2*b*).

È però difficile ottenere degli alti valori di induttanza nell'accoppiamento a bobina o a traslatore, perchè la corrente anodica continua che passa nell'avvolgimento magnetizza il nucleo e quindi fa diminuire l'autoinduzione. Nella fig. 3 sono rappresentati gli andamenti dell'autoinduzione in funzione del valore della « *premagnetizzazione* » data dalla corrente continua. La bobina con l'induttanza minore (curva III) è adatta per correnti maggiori ed ha il circuito magnetico interrotto da un « *interferro* ». In questo modo è

possibile ridurre al massimo la dipendenza della induttanza dalla premagnetizzazione come indica la curva III, è però più difficile ottenere dei valori di autoinduzione elevati.

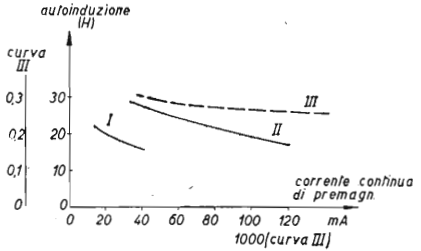


Fig. 3

Il vantaggio degli accoppiamenti a traslatore o a bobina è costituito dalla loro bassa resistenza alla corrente continua rispetto all'elevata impedenza in corrente alternata. Infatti se da una parte si desidera una elevata impedenza per la frequenza da trasmettere, si tende d'altra parte ad avere una resistenza in corrente continua la più piccola possibile per mantenere la caduta in corrente continua sulla resistenza di carico.

Le valvole moderne permettono di ottenere la tensione necessaria per pilotare l'ultima valvola anche con l'accoppiamento a resistenza ed un solo stadio di amplificazione di tensione. È per questa ragione che, tranne poche eccezioni, oggi l'accoppiamento a resistenza ha sempre la preferenza. Si ha il vantaggio che la resistenza ohmica ha un valore costante per tutte le frequenze foniche (20-20000Hz) e perciò si ha una amplificazione costante. La tensione a bassa frequenza generata nella resistenza R_a della fig. 2*b* viene trasmessa alla griglia della valvola seguente attraverso il condensatore di accoppiamento C. La resistenza di fuga

della griglia R_g insieme all'impedenza di C_k forma un partitore di tensione che ha un effetto nocivo solo alle « *frequenze limiti* » superiori e inferiori della banda da trasmettere. Una diminuzione dell'amplificazione alle basse frequenze si ha solo quando:

$$f = \frac{160.000}{R_g \; C_g} \quad \text{(Hz, M}\Omega\text{, pF)}$$

(l'impedenza del condensatore C_k assume un valore che è dell'ordine di grandezza di R_g) e alle alte frequenze quando:

$$f = \frac{160.000}{R_a \; C_s} \quad \text{(Hz, M}\Omega\text{, pF)}$$

In C_s sono comprese tutte le capacità in parallelo a R_a quelle dei collegamenti degli elettrodi delle valvole e quelle applicate apposta (per es. per cortocircuitare residui di A F). Nel campo delle alte frequenze l'impedenza di queste capacità C_s diventa minore della resistenza di carico R_a. Con ciò diminuisce l'impedenza risultante delle due in parallelo e si abbassa l'amplificazione.

Nel campo da 20 a 10.000 Hz in cui l'impedenza di C_k è praticamente un cortocircuito rispetto a R_a e R_g la curva dell'amplificazione è quasi lineare. C_k ha di solito un valore che va da 5.000 a 50.000 pF. I valori della resistenza di carico R_g e della resistenza di griglia R_a vengono di solito consigliati dal costruttore delle valvole e variano per R_a da 0,1 a 1 MΩ e per R_g da 0,5 a 1 MΩ.

La determinazione del comportamento di un amplificatore in bassa frequenza si fa misurando l'amplificazione relativa alle varie frequenze facendo il rapporto fra le tensioni in uscita e in entrata.

Riportando su una curva i valori così misurati si ottiene « *l'andamento di frequenza* » dell'amplificatore.

La fig. 4 mostra la curva caratteristica di un amplificatore con accoppiamento a resistenza, la cui amplificazione per le frequenze limiti è minore del 30%, in questo caso si parla di « *distorsione lineare* ».

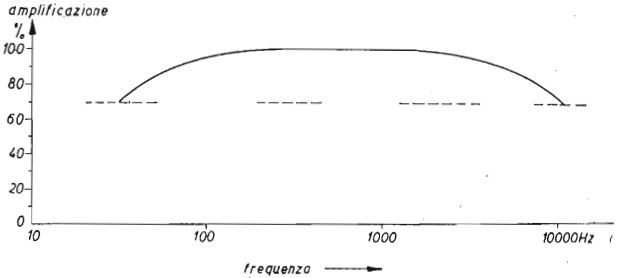


Fig. 4

La « distorsione non lineare » si ha invece quando la tensione amplificata ai capi di R_a ha una forma diversa da quella applicata alla griglia. Ciò capita per esempio quando a valvola amplificatrice lavora in un tratto curvo della sua

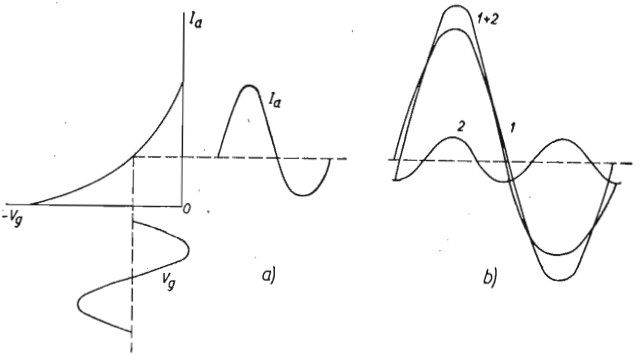


Fig. 5

caratteristica. La conseguente deformazione provocata nella corrente anodica è rappresentata nella fig. 5*a*. La fig. 5*b* mostra invece che la curva deformata della corrente anodica 1 + 2 si compone di due correnti sinusoidali di cui una ha una frequenza doppia dell'altra (*fondamentale* 1 e seconda armonica 2). In questo caso la valvola è « sovraregolata », infatti se si diminuisce la tensione di controllo si ottiene una distorsione non lineare più piccola.

La fig. 6*a* mostra ciò che succede quando la valvola lavora nel ginocchio di saturazione: in questo caso vengono

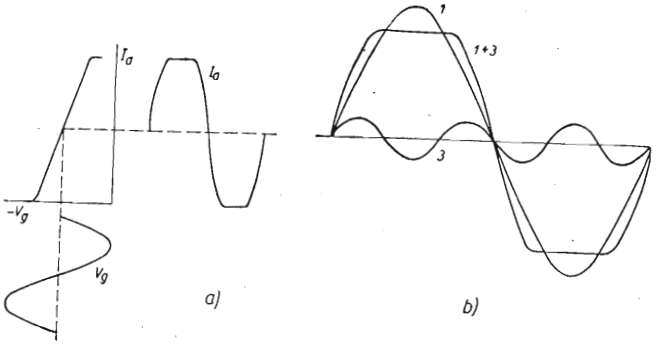


Fig. 6

portate via le cupole delle tensione, Una tale curva si può pensare composta da una fondamentale e da una terza armonica (fig. 6*b*). Il rapporto percentuale fra l'ampiezza delle armoniche e l'ampiezza della fondamentale si chiama « *fattore di distorsione* ».

Un tratto molto piccolo di una linea, anche di una linea molto curva, si può pensare come rettilineo, ciò significa che con delle tensioni di griglia molto piccole la corrente anodica è sempre indistorta.

Aumentando la tensione si arriva ad un certo momento ad un limite oltre il quale il fattore di distorsione supera i valori del 5 e del 10% rispettivamente per la III e la II armonica. Poichè la posizione di lavoro sulla curva caratteristica e perciò la possibilità di regolazione dipende dalla resistenza di carico, occorre scegliere, il valore di questa resistenza in modo da avere la minima distorsione con un massimo campo di regolazione. Perciò il valore più opportuno per la resistenza di carico viene di solito consigliato dalla casa costruttrice delle valvole.

La giusta scelta della resistenza di carico è importante sopratutto nello stadio finale degli amplificatori a B F che lavora come amplificatore di potenza.

Finora negli amplificatori di tensione interessava solo il rapporto fra la tensione di placca e la tensione di griglia. Nell'amplificazione di potenza si dà invece più importanza alla potenza che la valvola finale può mandare all'altoparlante che la trasformerà in energia sonora. Questa potenza deve essere possibilmente elevata e sopratutto indistorta. È perciò della massima importanza l'esatta scelta della resistenza di carico. È noto che per una determinata tensione costante la corrente deve avere una certa intensità per dare una determinata potenza: perciò le valvole amplificatrici di potenza devono avere degli elettrodi più grandi e più robusti delle valvole amplificatrici di tensione.

Se la resistenza esterna di carico è bassa la valvola lavora quasi in cortocircuito; la corrente è alta ma la tensione è troppo bassa. Viceversa con una resistenza di carico troppo alta la valvola lavora a vuoto: la corrente è troppo bassa e la tensione troppo alta. La massima potenza in uscita si ha in una condizione intermedia fra il corto circuito e il funzionamento a vuoto e precisamente quando la resistenza esterna è uguale alla resistenza interna della valvola ($R_a = R_i$). Poichè però la massima potenza non corrisponde alla minima distorsione si deve rinunciare alla massima potenza

e scegliere la resistenza esterna anche in base al fattore di distorsione. Con questo punto di vista si ha per i triodi:

$$R_a = 2\,R_i$$

Questa condizione si chiama « *sovraadattamento* ». Con ciò si diminuisce la potenza ma si ottiene la massima potenza indistorta.

Le condizioni di adattamento per i pentodi sono invece:

R_a = *tensione anodica continua nel punto di lavoro*

$$(R_a = 0{,}2 \div 0{,}1\ R_i)$$

corrente continua anodica nel punto di lavoro.

In questo caso la resistenza esterna è minore della resistenza interna e si parla perciò di « *sottoadattamento* ».

Negli amplificatori di potenza B F se si impiegano degli altoparlanti dinamici che hanno una bobina mobile di bassa resistenza occorre adattarla al valore di resistenza di carico corrispondente alla massima potenza indistorta. L'adattamento si fa con il traslatore di uscita il cui rapporto di trasformazione si ricava estraendo la radice quadrata del rapporto fra le resistenza esterna necessaria R_a e l'impedenza della bobina mobile R_L.

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{R_a}{R_L}}$$

L'impedenza della bobina mobile corrisponde a circa 1,3 volte il valore della sua resistenza ohmica. Poichè essa dipende dalla frequenza anche la potenza in uscita sarà diversa alle varie frequenze. Perciò la resistenza esterna ottima si definisce per una frequenza convenzionale di 800 Hz che viene definita perciò « *frequenza di adattamento* ».

Negli amplificatori di potenza si ottiene con una piccola tensione di comando una potenza in uscita relativamente alta. Si definisce come « *rendimento* » il rapporto fra la potenza utile (alternata) fornita dalla valvola e la potenza in corrente continua derivata dalla batteria anodica.

La potenza in corrente continua è quindi composta dalla potenza utile in corrente alternata e dalla perdita che vengono trasformate in calore sulla placca della valvola e che perciò vengono anche chiamate perdite anodiche. Le caratteristiche costruttive delle valvole ammettono una massima perdita anodica che è riportata sui cataloghi delle valvole. Si deve quindi tendere ad ottenere il massimo fattore di utilizzazione; cioè un rapporto fra potenza utile e perdite (da non confondere con il rendimento) possibilmente alto.

Negli amplificatori di potenza in controfase si hanno due valvole finali le cui griglie vengono comandate attraverso un traslatore a presa centrale dalle due semionde. Nel trasformatore di uscita le tensioni amplificate si ricompongono per assumere la forma primitiva. Gli amplificatori in controfase vengono usati molto spesso per la bassa distorsione e la potenza doppia che si può ottenere in condizione di lavoro esattamente simmetriche.

Amplificatori per alta frequenza

Se in un amplificatore con accoppiamento a resistenza si mette al posto della resistenza esterna un circuito oscillante in parallelo (fig. 7) tutte le capacità dei collegamenti e delle valvole si sommano a quella del condensatore C, e adattando quest'ultimo si può far risuonare il circuito sulla frequeeza da amplificare. Il condensatore C_a serve a trasmettere la tensione alla griglia della seconda valvola che è polarizzata attraverso la resistenza R_g, il condensatore C_u serve a

cortocircuitare la sorgente di tensione continua per la frequenza da amplificare.

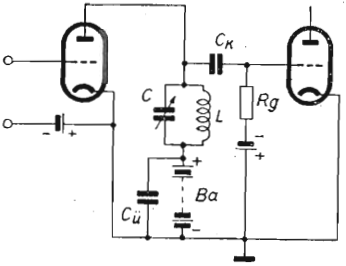


Fig. 7

Le capacità « parassite » in questo caso non sono più parassite, perchè quando il circuito è portato alla risonanza non ha importanza che la capacità sia dovuta in parte ai collegamenti e alle valvole. Perciò l'« *accoppiamento a circuito risonante* » è particolarmente adatto per le alte frequenze.

Gli amplificatori in alta frequenza hanno sempre il circuito oscillante anche per un'altra ragione. Nel campo delle frequenze foniche si deve amplificare uniformemente una banda relativamente grande (rapporto fra la massima e la minima frequenza = 200 : 1). Nel campo delle alte frequenze si desidera invece ricevere sempre un solo trasmettitore alla volta e questi sono separati uno dall'altro solo di circa 9 kHz. Noi abbiamo già studiato i circuiti oscillanti e le loro caratteristiche cosicchè ci sarà ora facile trattare il loro comportamento quando sono impiegati con le valvole.

Nella fig. 8*a* è rappresentato un circuito oscillante costituito dall'induttanza L dalla capacità C e dalla resistenza di perdita r. Sia $L = 200$ μH, $C = 350$ pF (capacità parassite comprese) e $r = 3\Omega$.

L'impedenza di questo circuito per la frequenza di risonanza di 600 kHz vale $\left(\frac{L}{r\,C}\right)$ circa 190 kΩ. Si potrebbe anche pensare il circuito formato da una L e una C ideali e senza perdite in parallelo ad una resistenza ohmica R di 190 kΩ (fig. 8*b*). Se questo circuito viene collegato ai capi

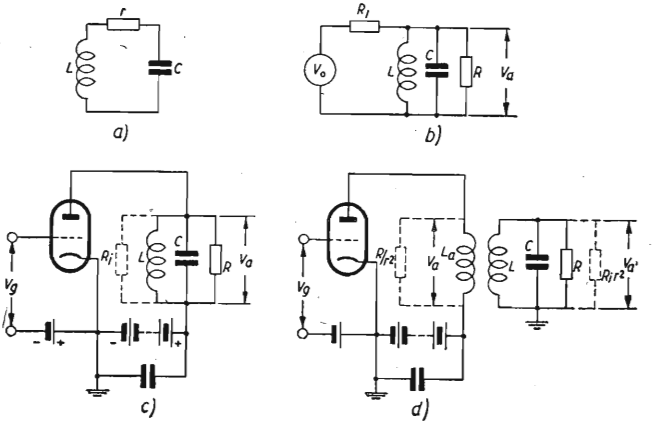


Fig. 8

di una sorgente di tensione alternata di f.e.m. v_0 e di resistenza interna R_i si ottiene una tensione esterna V_0, praticamente uguale a v_0 se la resistenza di risonanza del circuito è molto grande rispetto a R_i, cioè se si è quasi nelle condizioni di funzionamento a vuoto. Quindi se si trascura l'effetto di R_i si ottiene con una f.e.m. di 25 mV la stessa tensione anche ai capi del circuito. Una valvola che abbia sul circuito anodico un circuito risonante (fig. 8*c*) può pensarsi come un generatore (confr. parte III fig. 33) di resistenza interna R_i (quella della valvola) e di f.e.m. μv_g. Se $R_i =$

12,5 kΩ e $\mu = 25$ si ottiene con una tensione di griglia di 1 mV una f.e.m. di 25 mV e una tensione ai capi del circuito $v_a = 23{,}5$ mV. Naturalmente occorre premettere che il circuito oscillante sia accordato sulla frequenza da amplificare di 600 kHz (500 m).

Si può poi vedere come si comporta l'amplificatore per le frequenze diverse da 600 kHz servendosi dei dati della curva di risonanza (confr. parte II). Se si trascura R_i l'andamento dell'amplificazione in funzione della frequenza è quello della curva I; l'attenuazione del circuito (tangente delta) è circa 0,004 e la larghezza di banda b_I (corrispondente ad una amplificazione superiore al 70% della massima, vedi parte II pag. 50 e seg.) di 2,4 kHz (fig. 9). Se invece si tien conto che in realtà esiste anche la resistenza R_i in parallelo a R (12,5 kΩ in parallelo a 190 kΩ) si ottiene una resistenza di risonanza dal parallelo delle due di soli 11,75 kΩ che corrisponde ad un aumento della resistenza di perdita r a ben 48,6 kΩ. In questo caso l'attenuazione del circuito viene di molto aumentata dal collegamento della valvola ed assume infatti il valore di 0,0645, la larghezza di banda aumenta a 38,7 kHz e si ottiene una curva di risonanza simile alla curva II della fig. 9. Ciò significa che la selettività del circuito in unione alla valvola viene molto peggiorata.

Questo fenomeno si chiama «*pseudoattenuazione*». Se l'attenuazione del circuito fosse raddoppiata, cioè se r diventasse 6 Ω e R 95 kΩ si otterrebbe sempre un'alta selettività ed una larghezza di banda di 4,8 kHz. Esiste però una possibilità che permette di far apparire la resistenza interna della valvola di 12,5 kΩ come 190 kΩ: il trasformatore.

Colleghiamo al circuito anodico della valvola una bobina L_a e accoppiamola con la bobina del circuito oscillante in modo che si abbia un rapporto di trasformazione di 1 : 3,9, in questo modo R_i viene vista dal circuito oscillante come

una resistenza $R_i \times 3{,}9 \times 3{,}9 = 12{,}5 \times 3{,}9 \times 3{,}9 = 190$ kΩ. 190 kΩ in parallelo a 190 kΩ danno quindi esattamente 95 kΩ. D'altra parte R, il cui valore è determinante per l'amplificazione, viene visto dalla valvola come una resistenza divisa due volte per 3,9, cioè come 12,5 kΩ. Perciò la tensione alternata ai capi di L_a per $\mu = 25$ e per 1 mV

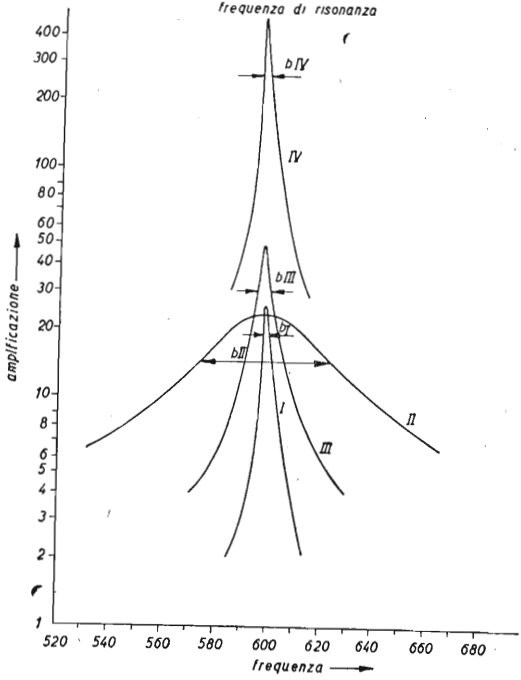


Fig. 9

applicato alla griglia diventa $v_a = 12{,}5$ mV solamente. Poichè però la tensione passando a L viene trasformata nel rapporto 1 : 3,9 si ottiene uno tensione v_a' utile nel circuito

oscillante di 48,75 mV. Quindi con l'accoppiamento a traslatore « *traslatore per alta frequenza* » si ottiene una maggiore amplificazione e una molto maggiore selettività (fig. 9 curva III e larghezza di banda b_{III}) che non collegando il circuito oscillante direttamente nel circuito anodico della valvola.

Se si scegliesse un rapporto di trasformazione minore la selettività e l'amplificazione avrebbero dei valori minori, e d'altra parte aumentando il rapporto di trasformazione oltre « *l'accoppiamento ottimo* » (quello che dà la massima amplificazione) si avrebbe una selettività maggiore ma una amplificazione minore. Per un rapporto di trasformazione di 15,2 (uguale cioè a $R/R_i = 190/12,5$) si ottiene infatti la stessa amplificazione che con il circuito della fig. 8*c* e la larghezza di banda viene ridotta nel rapporto 1/15,2 cioè a circa 2,55 kHz che è poco più di quella propria del circuito. La fig. 10 mostra la larghezza di banda (la selettività è

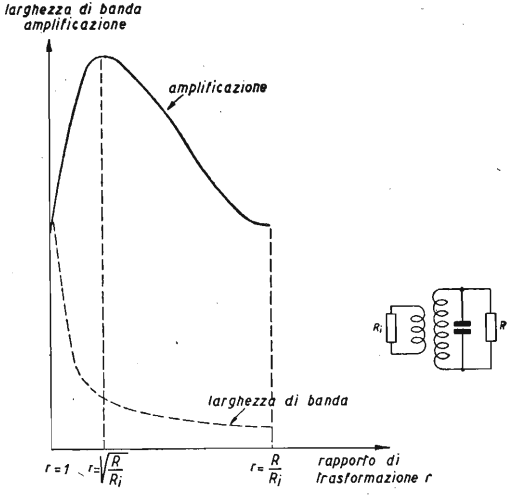


Fig. 10

grande quando la larghezza di banda è piccola) e l'amplificazione (misurata fra il circuito oscillante e la griglia) in funzione del rapporto di trasformazione per un circuito simile a quello della fig. 8*d*.

Se si monta un circuito come quello della fig. 8*c* con un tetrodo o con un pentodo, per esempio con una EAF42 che ha una resistenza interna di 1,4 MΩ non si ha praticamente nessuna attenuazione del circuito, la valvola lavora praticamente in corto circuito perchè la resistenza esterna è molto più piccola di quella interna.

Applicazione pratica dell'amplificatore ad alta frequenza: il ricevitore diretto

Noi sappiamo già che i demodulatori hanno una caratteristica curva per le tensioni basse, che diventa però rettilinea per le tensioni maggiori. Nel tratto curvo della caratteristica si hanno naturalmente delle distorsioni. Se si eleva l'ampiezza della tensione ad alta frequenza si riesce a far lavorare il demodulatore in un tratto rettilineo della caratteristica e si ha una bassa distorsione. Nella fig. 11 sono rappresentate due oscillazioni modulate in alta frequenza ed è mostrata anche la distorsione che si ha alle piccole ampiezze (raddrizzamento di placca).

Se la tensione in alta frequenza ricevuta in antenna è sufficiente a far lavorare il demodulatore senza distorsioni si può rinunciare all'amplificazione in alta frequenza. Essa è invece necessaria quando la tensione di ricezione sull'antenna è troppo piccola per comandare bene il demodulatore. Poichè le tensioni di ricezione sono molto diverse, in quanto dipendono dalla distanza e dalla potenza delle stazioni trasmittenti, è sempre bene impiegare un amplificatore in alta frequenza ed un regolatore per dosare la tensione applicata al demodulatore.

Nella fig. 12*a* è rappresentato un semplice amplificatore in alta frequenza ed un raddrizzatore di placca. L'antenna viene accordata con una bobina e con un condensatore

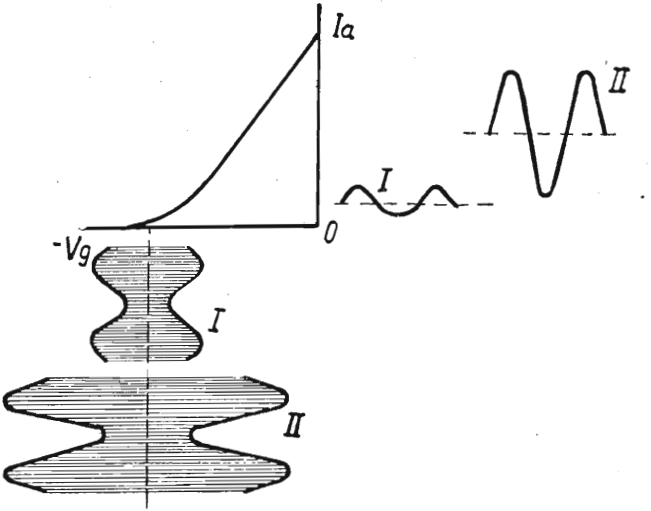


Fig. 11

variabile, l'accoppiamento fra amplificatore e demodulatore avviene per mezzo di un traslatore. La griglia schermo del pentodo amplificatore è collegata alla massa per mezzo di un condensatore come l'estremità della bobina rivolta verso la massa. Al posto del raddrizzatore di placca si può inserire un circuito audion (fig. 12*b*) oppure (tratteggiato) un diodo seguito da una valvola amplificatrice in bassa frequenza.

In un circuito modificato secondo la fig. 12*c* si trova nel circuito di griglia dell'audion o nel circuito con il diodo una

resistenza R_g che viene messa in parallelo al circuito accordato dal condensatore C_g. Questo circuito viene usato di preferenza quando si ha un accoppiamento a circuito risonante parallelo (fig. 7) per non far arrivare la tensione anodica alla griglia dell'audion o alla placca del diodo. Sia l'audion che il diodo assorbono una certa energia dal circuito precedente, perciò lo attenuano.

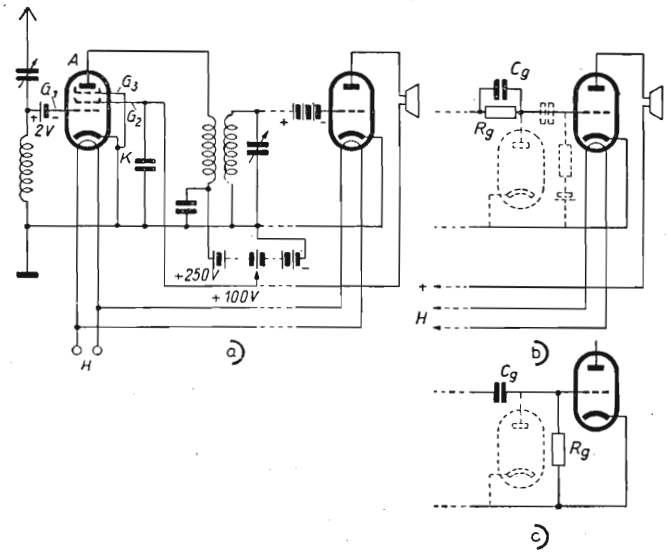


Fig. 12

Questa resistenza di attenuazione in parallelo al circuito oscillante (corrisponde all'R_g della fig. 10*c*) si può pensare corrispondente alla metà di R_g per le tensioni più alte applicate all'audion o al diodo.

Poichè di solito si impiegano resistenze di 200-1500 kΩ si deve immaginare di mettere in parallelo al circuito una ulteriore resistenza di 100-750 kΩ che aumenterà l'attenuazione del circuito. Con ciò si allargherà la curva di risonanza e si diminuirà la resistenza di risonanza del circuito in modo da diminuire anche l'amplificazione della valvola precedente. Questo effetto è ancora più evidente con un circuito come quello della fig. 12*c*, perchè in esso la resistenza che si deve pensare in parallelo al circuito risonante vale ⅓ di R_g cioè è compresa fra 66,7 e 500 kΩ. L'attenuazione ausiliaria diventa massima se al posto di un diodo seguito da una valvola amplificatrice si ha un rivelatore o un diodo funzionante da demodulatore che comanda direttamente una cuffia la quale presenta una resistenza ancora minore.

In tutti quei casi in cui si desidera ottenere una buona amplificazione con una bassa attenuazione si deve adottare la bassa resistenza interna R_i del triodo (fig. 8*c*) all'alta resistenza di risonanza del circuito con un traslatore (fig. 13).

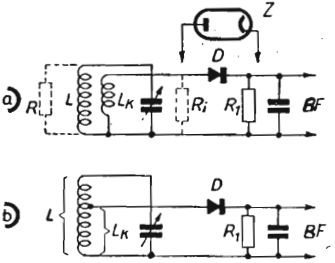


Fig. 13

Con R è rappresentata la resistenza di risonanza del circuito oscillante e con R_i la resistenza di attenuazione risultante del rivelatore D o del diodo Z e della resistenza di carico R_1 che serve all'accoppiamento del seguente amplificatore in BF.

Anche in questo caso si possono utilizzare le curve della fig. 10 per ottenere la migliore amplificazione con una piccola larghezza di banda, occorre cioè trasformare in salita la resistenza attenuante rispetto al circuito. È indifferente che ciò si ottenga con una speciale bobina di accoppiamento L_k o che si costruisca la bobina L (fig. 13*b*) con una presa intermedia in modo che la parte L_k corrisponda all'esatto rapporto di trasformazione. Si usa però più spesso questo secondo sistema (« *autotrasformatore* ») con il quale si risparmia un avvolgimento.

Nel ricevitore della fig. 12 non c'è alcuna via di ritorno: la tensione in alta frequenza viene amplificata nello stadio di preamplificazione, poi viene portata al demodulatore che invia infine la frequenza fonica all'amplificatore in BF. Questo si chiama perciò « *ricevitore semplice o diretto* » od anche « *ricevitore a due circuiti* » perchè ha due circuiti accordati.

Se il circuito della fig. 12 viene alimentato con la rete luce, i catodi delle valvole devono essere a riscaldamento indiretto. Non ha infatti alcuna importanza il modo con cui viene riscaldato lo strato del catodo che serve all'emissione degli elettroni, si può usare la corrente continua di una batteria o della rete luce oppure la corrente alternata. Questo non è invece il caso dei filamenti a riscaldamento diretto, poichè essi, se sono alimentati con corrente alternata, hanno una temperatura variabile con l'intensità della corrente, perciò varia con il ritmo delle onde della corrente alternata di riscaldamento anche l'emissione elettronica e si ha infine un'ondulazione della corrente anodica (rumore di fondo!) che può disturbare molto la ricezione, specialmente se il filamento è lungo e sottile in modo che possa raffreddarsi quando la corrente passa per lo zero o se la valvola in questione è seguita da altri stadi amplificatori che possono aumentare il rumore.

Le valvole finali hanno di solito dei filamenti più grossi che non si raffreddano molto facilmente, possiedono cioè una elevata « *inerzia termica* ». Hanno quindi un basso rumore di fondo, inoltre in esse il segnale è già abbastanza elevato in modo che un piccolo rumore di fondo non ha alcuna importanza. Nella valvola con filamenti a riscaldamento diretto si deve fare un'ulteriore osservazione. Se la griglia fosse collegata ad un estremo del filamento attraverso la sua resistenza e la sua batteria (fig. 14*a*, *b*) si otterrebbe

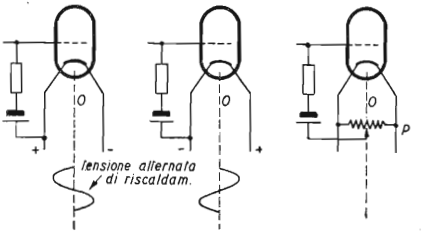


Fig. 14

all'estremità del filamento una tensione alternata che verrebbe riportata in griglia e quindi amplificata, si avrebbe cioè una seconda sorgente di rumore di fondo. Ciò si potrebbe evitare collegando la griglia direttamente al punto di mezzo *del filamento*, però ciò non è possibile nella maggior parte delle valvole perchè sono accessibili solo le estremità del filamento. Si può però creare un *punto di mezzo artificiale del filamento* all'esterno della valvola, collegando in parallelo al filamento un potenziometro *P* e collegando la griglia al suo scorrevole (fig. 14*c*). La posizione del potenziometro va regolata sperimentalmente in modo da avere il minimo rumore possibile.

La polarizzazione di griglia

La fig. 15 ci mostra come si può fare per risparmiare la batteria di griglia (fig. 15*a*), si può cioè utilizzare una parte della batteria anodica, si deve però cortocircuitarla per le correnti alternate con un condensatore C_k. La fig. 15*b* mostra quindi che la tensione di griglia e la tensione anodica possono essere derivate da una unica batteria: la griglia va collegata al polo negativo, il catodo va collegato al polo positivo della batteria di griglia e al polo negativo della bat-

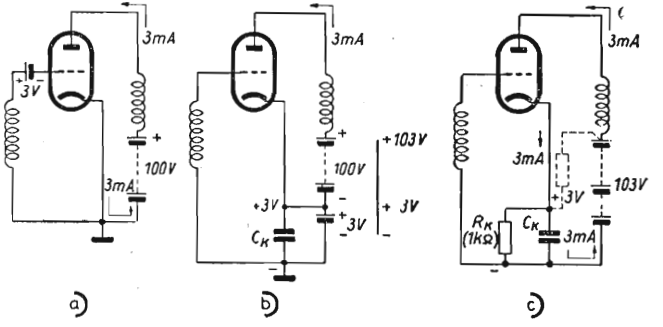


Fig. 15

teria anodica, esso viene collegato due elementi dopo la griglia (3 V oppure la tensione necessaria caso per caso), la placca viene collegata come di solito al polo positivo. Rigorosamente parlando la batteria dovrebbe quindi avere una tensione pari alla somma della tensione anodica e della tensione di griglia. Nella fig. 15 si vede anche che il catodo è positivo rispetto al polo meno della batteria collegato alla griglia.

Normalmente attraverso la valvola passa la corrente anodica fra anodo e catodo e una corrente di griglia fra griglia e catodo quando la griglia è positiva. La corrente totale passa attraverso il catodo. Supponiamo per esempio che la corrente anodica sia 3 mA. Colleghiamo ora in parallelo a C_k una *resistenza catodica* R_k di 1 kΩ e interrompiamo il collegamento fra il catodo e i + 3 V della batteria, allora la corrente anodica di 3 mA provocherà sulla resistenza una caduta di tensione in modo che il catodo viene a trovarsi ad una tensione di + 3 V rispetto al punto in cui è collegata la griglia. Si ottiene in questo modo lo stesso risultato che si aveva con la presa intermedia sulla batteria (*polarizzazione automatica di griglia*). Questo sistema di polarizzazione della griglia è usato particolarmente nei ricevitori alimentati in corrente alternata in cui c'è un'unica e non divisibile sorgente di tensione anodica. La capacità del condensatore di corto circuito C_k deve essere scelta in modo che la sua reattanza per le frequenze da amplificare sia sensibilmente più bassa della resistenza ohmica di R_k. Per i valori di frequenza da 150 a 1600 kHz e per valori di R_k da 200 a 1000 Ω il valore di C_k varia normalmente da 10.000 pF a 0,1 μF. Nel campo della bassa frequenza si usano naturalmente dei valori più elevati (2 — 100 μF).

Se per una valvola occorre una polarizzazione elevata e se la corrente anodica è troppo piccola si può adottare un artificio. Dal polo positivo della batteria si deriva attraverso una resistenza (tratteggiata nella fig. 15*c*) una corrente ausiliaria che viene mandata sulla resistenza di catodo per ottenere la polarizzazione necessaria.

La scelta delle bobine e dei condensatori per i circuiti oscillanti

Noi abbiamo finora supposto che i circuiti di antenna ed i circuiti anodici fossero sintonizzati sulle frequenze da ricevere. I condensatori variabili usati per questo scopo hanno di solito una capacità massima (con le piastre completamente affacciate) di 500 pF ed una capacità minima (con le piastre completamente estratte) di 12 ÷ 15 pF. In parallelo alla capacità del condensatore vengono in pratica a trovarsi anche le capacità delle valvole, la capacità del collegamenti e la capacità propria delle bobine. Tutte queste capacità si possono valutare complessivamente a 25 pF in modo che la capacità del circuito può variare da 15 + 25 = 40 pF a 500 + 25 = 525 pF. Quindi con una bobina di circa 180 μH di induttanza si ottiene un circuito accordabile su tutto il campo delle *onde medie*. Se si vuole ricevere anche il campo delle *onde lunghe* (lasciamo ora da parte quello delle onde

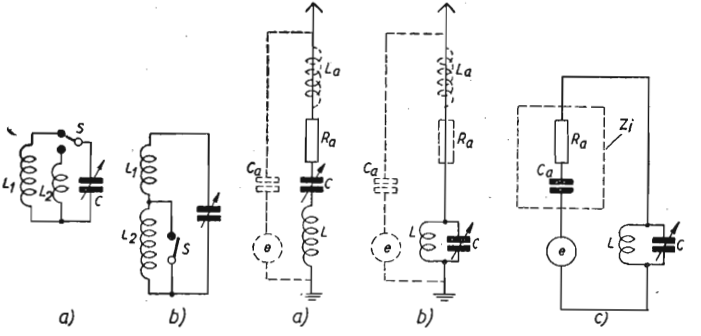


Fig. 16 Fig. 17

corte) occorre una seconda bobina con una induttanza di circa 2 mH. Per poter ricevere tutte e due le gamme occorre un *commutatore di gamma* che può essere concepito come in fig. 16*a* in cui le due bobine separate L_1 e L_2 possono essere alternativamente collegate al condensatore C con il commutatore S oppure come nella fig. 16*b* in cui una bobina L_1 di 180 μH (0,12 mH) può essere messa in serie ad una L_2 di 1,8 mH in modo da ottenere una induttanza di 2 mH in parallelo a C per la gamma delle onde lunghe. Per le onde medie L_2 viene cortocircuitata con il commutatore S.

Accoppiamento dell'antenna

Nei circuiti visti finora si è sempre supposto che l'antenna fosse accordata o con un condensatore di accorciamento o con una induttanza di allungamento (fig. 17*a*). L'antenna considerata come un circuito oscillante aperto ha una propria capacità verso terra (C_a), una induttanza L_a ed una resistenza di perdita R_a. Si deve pensare incluso nell'antenna anche un generatore la cui forza elettromotrice dipende sia dalla forma e dalle dimensioni dell'antenna stessa sia dalla energia che arriva nel luogo di ricezione e che è la causa prima della f.e.m. indotta sull'antenna. L'antenna pensata in questo modo viene poi a trovarsi ancora in serie con il condensatore di sintonia C e con la bobina L del ricevitore. Due condensatori in serie corrispondono ad una capacità minore, perciò il circuito si adatta bene per l'accordo sulle frequenza più elevate. Se L e C vengono messi in parallelo (fig. 17*b*) la capacità dell'antenna viene a trovarsi in parallelo con C, ciò corrisponde ad un aumento della capacità che è adatto per l'accordo sulle frequenze più basse. La reattanza della induttanza (circa 20 μH) è in genere minore di quella di C_a nel campo di frequenza in cui viene usata l'an-

tenna (per es. a 600 kHz solo 75,5 Ω contro i 1320 Ω di C_a) in modo che in pratica basta considerare solo l'effetto di R_a e di C_a. Come valori medi per l'« *antenna normale* » si ha $C_a = 200$ pF, $R_a = 20\,\Omega$ (e $L_a = 10\ \mu$H). Nel caso del circuito accordato (LC) in parallelo il generatore verrebbe pure a trovarsi in parallelo con la propria f.e.m. e con la propria impedenza interna Z_i (formata da C_a e R_a), perciò in parallelo al circuito oscillante che ha una certa attenuazione verrebbe a trovarsi ancora un condensatore con una attenuazione relativamente elevata. Consideriamo ancora il circuito della fig. 8 che ha una attenuazione di 0,004 ed il circuito di antenna con 200 pF e 20 Ω a 600 kHz, si può calcolare per il circuito Z_i della fig. 17*c* una attenuazione di 0,015 che è quasi il quadruplo di quella del circuito accordato, quindi la selettività peggiora di molto e si deve concludere che questo circuito non è molto conveniente.

Proviamo piuttosto ad impiegare il traslatore anche nell'antenna (fig. 18*a*).

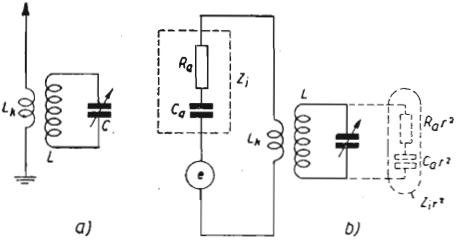


Fig. 18

Il circuito corrispondente dell'antenna con accoppiamento a trasformatore (detto anche *accoppiamento induttivo* o *accoppiamento aperiodico*, perchè in questo caso il circuito di antenna non è accordato) è mostrato nella fig. 18*b*. L'impedenza interna Z_i viene trasformata in salita rispetto al

circuito oscillante e viene moltiplicata per il quadrato del rapporto di trasformazione r (anche le impedenze si possono trasformare allo stesso modo delle resistenze ohmiche), ciò significa che la resistenza R_a viene moltiplicata per r^2 e che la capacità C_a viene divisa per r^2 (infatti la reattanza di un condensatore è $X_c = 1/\omega C$ e $C = 1/\omega X_c$, perciò se X_c viene moltiplicato per r^2 C deve essere diviso per r^2 affinchè i conti tornino). Per esempio se si sceglie $r = 3{,}16$ ($r^2 = 10$) è come se si avesse in parallelo al circuito oscillante una resistenza di 200 Ω ed una capacità di 20 pF, in modo che viene variato di poco la capacità del circuito oscillante e non si aumenta di molto la sua attenuazione. Nella fig. 17*c* la maggior parte della capacità necessaria per l'accordo (350 pF) su 600 kHz era fornita dai 200 pF dell'antenna che avevano una forte attenuazione, ora invece si hanno solo 20 pF con poche perdite quindi l'attenuazione complessiva ne risulta di molto diminuita.

Valgono anche qui le curve della fig. 10, quindi se il circuito viene attenuato esattamente del doppio, si ha la massima tensione trasmessa dall'antenna al circuito oscillante.

D'altronde è in molti casi svantaggioso che la capacità del circuito accordato sia sempre aumentata della capacità di antenna trasformata, perchè se si usa un'antenna diversa dalla normale (quindi con un'altra capacità) si dovrebbe variare il valore di C. Se si collega fra l'antenna e la bobina di accoppiamento una induttanza elevata L_v, essa si può dimensionare in modo che la sua reattanza sia molto più elevata della reattanza della capacità di antenna che può quindi essere praticamente trascurata (fig. 19*a*) Nel circuito equivalente (fig. 19*b*) abbiamo quindi solo una reattanza induttiva X_i che appare in parallelo al circuito oscillante moltiplicata per rj. Veramente l'accordo del circuito viene variato anche quando si mette in parallelo ad esso una induttanza $L_v \cdot r_a$, perchè si diminuisce l'induttanza totale

come diminuisce la resistenza totale di due resistenze in parallelo

$$\left(\text{l'induttanza risultante è: } \frac{L \cdot L_v r_a}{L + L_v \cdot r_a}\right)$$

Però, scegliendo opportunamente L_v ed r^2 si può portare al minimo l'influenza dell'antenna sul disaccordo del circuito oscillante rispetto al caso della fig. 18. Infatti la capacità dell'antenna è trascurabile rispetto a L_v e il disaccordo del circuito oscillante dovuto all'accoppiamento dell'antenna rimane praticamente costante anche se si usa un'antenna diversa dalla normale.

È infine possibile usare al posto della bobina L_v non accoppiata con L e della bobina L_k strettamente accoppiata con L una sola grossa bobina parzialmente accoppiata con L. Con ciò si ottiene anche un elevato rapporto di trasformazione (perchè questo non dipende solo dal numero di spire ma anche dalla parte di linee di forza del primario che incontrano il secondario!).

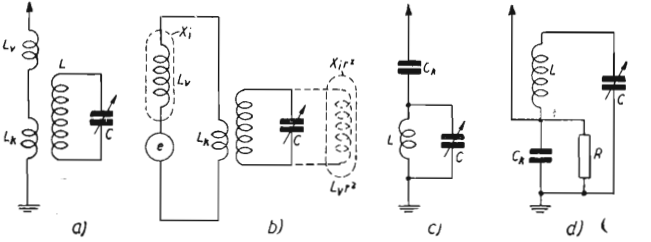


Fig. 19

In pratica l'induzione di questa *bobina d'antenna ad alta induzione* è circa dieci volte superiore a quella di L.

Questo tipo di accoppiamento di antenna è molto usato nei ricevitori moderni, perchè con un accoppiamento abbastanza lasco ci si libera dell'influenza dell'antenna. L'accoppiamento capacitivo (fig. 19*c*) non è praticamente più usato perchè non si ha una buona trasmissione delle frequenze più basse, se si sceglie C_k abbastanza basso (circa 10 pF) in modo da eliminare il disaccordo. L'accoppiamento capacitivo è invece preferito nel caso di accoppiamento di corrente, perchè si risparmia una bobina (fig. 19*d*).

Il disaccordo del circuito oscillante è piccolo. C_k ha di solito il valore di 5000 pF. Per eliminare il rumore di fondo si deve però mettere in parallelo a C_k una resistenza R di 5 kΩ o meglio una bobina per alta frequenza di circa 30 mH.

Ricevitore a tre valvole e due circuiti

Noi conosciamo ora quasi tutte le premesse che sono necessarie per comprendere il funzionamento di un ricevitore semplice con due circuiti e tre valvole (fig. 20). Le due bobine ad alta induttanza L_a e L'_a servono per accoppiare l'antenna al primo circuito oscillante C_1 e L_1, L'_1 (è possibile anche un accoppiamento con C_a). Se questo circuito è sintonizzato con la frequenza che arriva all'antenna si ottiene in essa una tensione ad AF che viene applicata fra il catodo e la griglia della prima valvola V_1. Questo segnale viene amplificato dalla valvola e dal circuito oscillante C_2 e L_2 L'_2 accoppiato con L_p e L'_p (perchè una valvola può amplificare solo se è caricata con un'impedenza esterna).

Per ricevere le onde medie tutti gli interruttori S sono chiusi. La tensione amplificata arriva all'audion V_2 con condensatore e resistenza di griglia C_g ed R_{g1} (non ci interessiamo per ora delle funzioni della bobina nel circuito di placca di V_2, delle due bobine L_2 e L'_2 e del condensatore C_2).

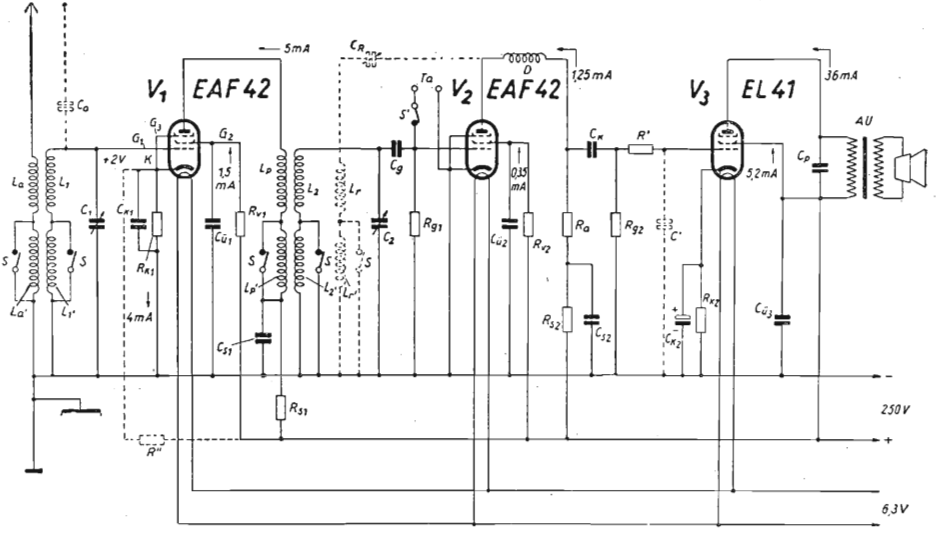

V1
EAF42
V2
EAF42
V3
EL41
5mA
1,25mA
36mA
1,5 mA
0,35 mA
5,2mA
4mA
+2V
250V
6,3V
AU

Fig. 20

L'audion è accoppiato con resistenza e capacità alla valvola finale V_3 (R_a, C_k R_{g2}).

La polarizzazione della prima valvola V_1 si ottiene con resistenza di catodo (R_{k1} con in parallelo C_{k1}), l'audion non ha invece bisogno di polarizzazione di griglia. La tensione di griglia schermo della prima valvola viene derivata dalla tensione anodica di 250 V.

Poichè in questo caso la corrente di griglia schermo è di 1,5 mH e poichè la resistenza di griglia schermo è di 110 kΩ, vanno perduti in essa 165 V in modo che restano per la griglia schermo 85 V.

Valori elettrici per il circuito della fig. 20.

C_1	= 12 ÷ 500 pF	D	= 35 mH
C_a	= 10 pF	R_{g1}	= 1 MΩ
C_{k1}	= 0,1 μF	R_{v2}	= 1 MΩ
C_{u1}	= 0,2 μF	R_a	= 220 kΩ
C_{s1}	= 0,05 μF	R_{s2}	= 50 kΩ
L_1	= 180 μF	V_2	= EAF42
L'_1	= 1,8 mH	C_k	= 10 000 pF
R_{k1}	= 500 Ω	C'	= 50 pF
R_{v1}	= 110 kΩ	C_{k2}	= 25 μF
R_{s1}	= 5 kΩ	R'	= 100 kΩ
R''	= 200 kΩ	C_p	= 500 pF
V_1	= EAF42	C_{u3}	= 0,5 μF
C_2	= 12 ÷ 500 pF	R_{g2}	= 1 MΩ
C_g	= 200 pF	R_{k2}	= 170 Ω
C_{g2}	= 0,1 μF	V_3	= EL41
C_{s2}	= 1 μF		
L'_2	= 1,8 mH		

Nel circuito di anodica è stata inserita la resistenza R_{s1} e il condensatore C_{s1} che servono come filtro.

Il filtro analogo dell'audion (R_{s2}, C_{s2}) serve sopratutto per completare lo spianamento dell'alimentatore (specialmente se c'è una certa ondulazione).

Anche la tensione di griglia schermo dell'audion si ottiene con una resistenza R_{v_2} che però è più piccola. Tutte e tre le valvole sono pentodi. La resistenza collegata direttamente prima della griglia di V_3 e la capacità propria della valvola che può essere eventualmente aumentata con un condensatore C' hanno lo scopo di filtrare la frequenza che è ancora presente nel circuito di placca dell'audion e che non deve essere amplificata dalla valvola finale, (*filtro di blocco per l'alta frequenza*). La bassa frequenza non viene invece indebolita perchè C' ha una capacità bassa. Il pentodo come valvola finale ha lo svantaggio di amplificare di più le alte frequenze rispetto alle basse, si mette perciò un condensatore C_p in parallelo al primario del trasformatore di uscita AU che serve per l'adattamento dell'altoparlante.

L'alimentazione (250 V con circa 60 mA e 6,3 V con 1,11 A) deve essere derivata da un alimentatore adatto. Se la parte BF del ricevitore deve essere usata anche come amplificatore fonografico si collega il pick-up Ta attraverso l'interruttore S' fra la griglia ed il catodo dell'audion.

Poichè in una valvola possono essere amplificate contemporaneamente frequenze molto diverse ci sarebbe la possibilità di portare la BF dopo la modulazione nuovamente sulla griglia della prima valvola e riprenderla amplificata sul circuito di anodica. Questi circuiti « reflex » sono però usati molto raramente in pratica.

Regolazione dell'amplificazione con valvole a pendenza variabile

Il circuito della fig. 20 presenta l'inconveniente della impossibilità di regolare l'amplificazione in AF, sussiste cioè il pericolo che con una bassa tensione di ricezione l'audion non venga alimentato con una tensione sufficiente e che

con una tensione di ricezione elevata venga sovraccaricato Poichè anche le valvole finali possono essere sovraccaricate con tensioni troppo elevate, si deve trovare il modo di regolare l'amplificazione (e quindi anche il volume).

I mezzi per diminuire la tensione in AF che arriva alla prima valvola sono svariati. Si può per esempio variare l'accoppiamento fra la bobina di antenna e la bobina del primo circuito accordato, con un accoppiamento più lasco si ha una tensione trasmessa minore. La tensione si può diminuire anche diminuendo la capacità del condensatore C_a. Ed infine si possono usare anche i normali divisori di tensione costituiti da resistenze ohmiche o da impedenze, per esempio condensatori. La fig. 21 mostra un « *regolatore*

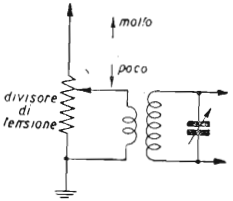


Fig. 21

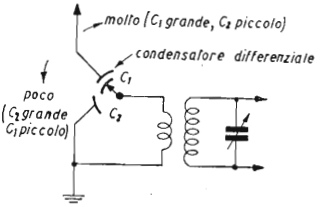


Fig. 22

di volume » con un partitore ohmico e la fig. 22 un regolatore con due capacità parziali C_1 e C_2 (*condensatore differenziale*).

C'è però una possibilità migliore. Noi sappiamo che l'amplificazione di una valvola dipende dalla pendenza delle sue caratteristiche e sappiamo anche che la pendenza varia lungo la caratteristica e precisamente che la pendenza è minore nel ginocchio inferiore ed è massima nelle parte rettilinea. Se si ha per esempio una valvola con una caratteristica con un arco molto esteso come quella della fig. 23 è possibile ottenere una regolazione della pendenza e quindi dell'amplificazione regolando la polarizzazione della griglia,

cioè spostando il punto di lavoro sulla caratteristica. Con una bassa tensione di polarizzazione (punto A) l'amplificazione è alta, una piccola tensione alternata applicata alla griglia produce una forte corrente alternata di placca (che nei tetrodi o nei pentodi che hanno una alta resistenza interna ed una bassa resistenza esterna passa praticamente invariata nella resistenza esterna e vi produce la corrispondente tensione alternata, (confr. parte III pag. 45). Aumentando la polarizzazione negativa (punto A') è possibile avere

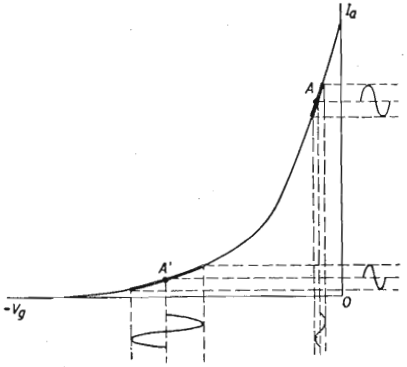


Fig. 23

la stessa corrente alternata di placca con una maggiore tensione alternata di griglia, perchè nel tratto più orizzontale della caratteristica l'amplificazione è minore. Si può quindi sostituire alla valvola V_1 della fig. 20 questa « *valvola a pendenza variabile* » e regolare con la resistenza di catodo la polarizzazione ossia l'amplificazione e il volume.

Poichè nel caso che si abbassi molto l'amplificazione si ottiene una corrente anodica e di griglia schermo molto bassa occorrerebbe una resistenza catodica molto elevata.

È bene quindi adottare il sistema della resistenza ausiliaria (R'' nella fig. 20) indicata nella fig. 15*c* per ottenere una sufficiente corrente attraverso R_k che può quindi essere ridotta a soli 25 Ω.

Parliamo ancora dei circuiti oscillanti

Dobbiamo approfondire ancora lo studio dei circuiti oscillanti per potere poi comprendere altri circuiti più complessi.

Se si accoppia una bobina L_k nella quale passa una corrente alternata con una bobina di un circuito oscillante (L, C, R della fig. 24*a*) si induce in essa una f.e.m. Noi pos-

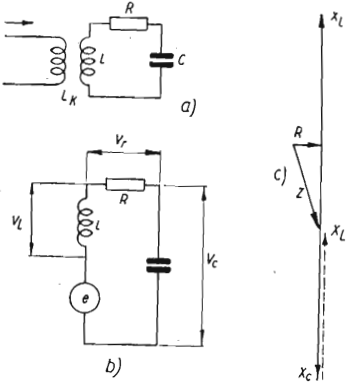


Fig. 24

siamo disegnare un « circuito equivalente » (vedi parte I) come quello della fig. 24*b*, la f.e.m. *e* fa passare attraverso la bobina L, la resistenza R e il condensatore C una corrente

alternata i. Si hanno quindi anche delle tensioni alternate ai capi di R, L, C. Consideriamo un esempio pratico: supponiamo che la f.e.m. indotta sia di 100 V che L abbia una induttanza di 200 μH, C una capacità di 200 pF ed R una resistenza di 100 Ω, la frequenza sia di 600 kHz. La reattanza della bobina è quindi circa $X_L = 755\ \Omega$ e quella del condensatore $X_c = 1320\ \Omega$. Se noi combiniamo insieme queste impedenze come abbiamo imparato nella parte II (fig. 24*c*) cioè se sottraiamo i due vettori X_L e X_c che hanno direzioni opposte otteniamo l'impedenza risultante del circuito Z il cui valore è dato dalla formula:

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2} = 574\ \Omega$$

Quindi con una tensione di 100 V si ha una corrente $i = \dfrac{100}{574} = 0{,}174$ A. Se si moltiplica questa corrente per le singole impedenze costituenti il circuito si ottengono le relative tensioni. Ai capi della resistenza R si ha una tensione di 17,4 V, ai capi della bobina $V_L = 131$ V e ai capi del condensatore $V_c = 230$ V. Questi risultati a prima vista ci lasciano sorpresi infatti la tensione totale è di soli 100 V e la tensione ai capi della bobina e del condensatore sono molto maggiori. Ma effettivamente è proprio così.

Il risultato è ancora più sorprendente se si varia la capacità del condensatore fino ad ottenere una reattanza di 750 Ω cioè se si porta la sua capacità a circa 350 pF. In questo caso il circuito è in risonanza e la sua impedenza diventa uguale alla resistenza ohmica R, cioè a 100 Ω. Con ciò la corrente diventa 1 A e la tensione ai capi della bobina 750 V.

Questo esempio numerico è stato scelto completamente a caso e ciò che si è detto vale per qualsiasi circuito oscillante. È degno di nota il fatto che la tensione ai capi della bobina si ottiene dividendo la f.e.m. per l'attenuazione della bo-

bina stessa $R/\omega L$ calcolata attribuendo R tutto alla bobina. Si può quindi definire un'altra grandezza per la impedenza ed in particolare per la bobina. Quanto minore è l'attenuazione tanto maggiore è la selettività del circuito e tanto maggiore diviene la tensione di risonanza rispetto alla f.e.m., *la surtensione*, detta anche « *bontà* » o « *fattore di qualità* » (Q); essa nel nostro caso vale per esempio 7,55.

Si può definire in modo analogo anche la bontà di un condensatore $\left(\frac{1}{\omega CR}\right)$ o di un circuito $\left(Q = \frac{Q_c \cdot Q_L}{Q_c + Q_L}\right)$.

Nella parte II avevamo già visto che la tensione alternata ai capi del condensatore è di fase opposta (sfasata di 180°) rispetto a quella della bobina. In pratica l'attenuazione della bobina è maggiore di quella del condensatore, il fattore di bontà della bobina è circa 1/10 di quello del condensatore in modo che non si fa un grosso errore se si considera solo la qualità della bobina per determinare la selettività di un circuito.

Con delle buone bobine in aria si possono raggiungere delle qualità di circa 30-70, con bobine con nucleo in materiale magnetico per AF si arriva a valori di 350, invece i buoni condensatori variabili hanno valori di circa 3000, il condensatore a blocco isolato con materiale ceramico a bassa frequenza (Tempa S) raggiungono valori di 2500.

Le antenne a telaio hanno una qualità simile a quella delle bobine in aria o un po' minore. La f.e.m. generata in una antenna a telaio disposta nella direzione del trasmettitore, dipende dalla intensità del campo magnetico nel luogo di ricezione, dalla superficie del telaio in cm², dal numero di spire del telaio e dalla lunghezza d'onda in cm e si può calcolare con la formula:

$$\text{f.e.m.} = \frac{6{,}28 \times \text{superficie} \times \text{numero di spire}}{\text{lunghezza d'onda}}$$

La tensione che giunge alla prima valvola amplificatrice è invece Q volte il valore della f.e.m.

La larghezza di banda b di un circuito con la frequenza di risonanza f_r e con la qualità Q si può calcolare molto facilmente con la formula $b = f_r/Q$. Ciò significa che per le alte frequenze la larghezza di banda espressa in kHz è superiore che non con le basse frequenze, ammesso che nei due casi si abbia la stessa qualità; ciò però è solo vero per la bobina, non però per il condensatore variabile che a piastre completamente estratte ha una qualità minore (cioè un rapporto maggiore fra la resistenza di perdita e la reattanza capacitiva).

Per questa ragione si ottiene un ulteriore peggioramento della larghezza di banda per le alte frequenze.

Per esempio una bobina che con un condensatore variabile regolato sul massimo della capacità per avere la risonanza a 500 kHz dà una sufficiente larghezza di banda può non andare più bene con il condensatore al minimo della capacità ossia a circa 1500 Hz. Questi rapporti sono graficamente rappresentati nella fig. 25 per il caso di un circuito con una qualità di 250 a 600 kHz e di 230 a 1500 kHz.

In questa figura è rappresentata l'amplificazione relativa, riferita alla massima ottenuta nel caso di risonanza.

Si vede subito che nella bassa frequenza un trasmettitore spostato di 9 kHz rispetto alla frequenza di risonanza (quindi un trasmettitore vicino) viene ridotto a circa il 13%, invece nel caso delle alte frequenze (curva I) l'attenuazione arriva solo al 34%. Quindi se ci sono due trasmettitori a 1500 e a 1509 kHz e se le tensioni da loro generate sull'antenna sono uguali, quello non desiderato si sente ancora con il 34% del volume di quello che si vuole ricevere, invece nel campo delle basse frequenze (600 e 609 kHz) si ha solo un disturbo del 13% del trasmettitore che non si vuole ricevere. Sarebbe perciò bello se si potessero usare i circuiti accordati sempre nel campo delle basse frequenze, perchè

così si utilizzerebbe sempre la migliore selettività del circuito. D'altra parte con una sola bobina occorre per l'accordo alle frequenze più basse una maggiore capacità (350 pF) che nel caso delle alte (50 pF). La resistenza di risonanza del circuito è $L/C \cdot R$ (oppure $Q/\omega C$ perchè $Q = \omega L/R$), quindi con i valori dati sopra la resistenza di risonanza a 1500 kHz è di circa 487.5 kΩ e alla frequenza di 600 kHz

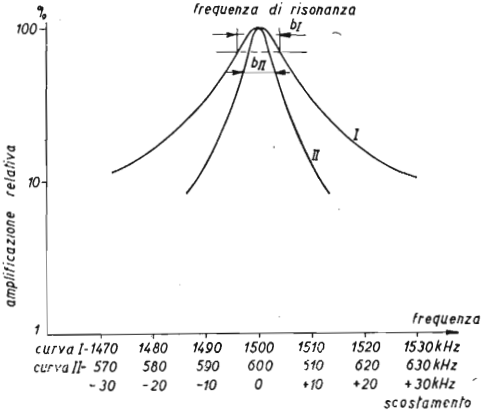


Fig. 25

solo 190 kΩ. Poichè l'amplificazione dipende dalla resistenza di risonanza, l'amplificazione alle basse frequenze (ammessa la stessa qualità del circuito) è minore che alle alte frequenze

Le condizioni variano se si impiegano bobine di pari qualità e di maggiore induttanza e quindi condensatori di minore capacità. Una bobina con circa 660 μH si accorda su 600 kHz con un condensatore di circa 100 pF.

Se la qualità resta costante a 250 non varia la curva di risonanza, però la resistenza di risonanza raggiunge i 666 kΩ rispetto ai 190 kΩ dell'esempio precedente.

Da tutti questi conti (forse un pò troppo estesi) si può dedurre che sarebbe bello potere amplificare solo le basse frequenze ed usare solo una bassa capacità per avere un'alta resistenza di risonanza e quindi un'alta amplificazione. Purtroppo ciò non è possibile in pratica, noi vedremo infatti che i trasmettitori lavorano sulle frequenze più diverse e per poterci accordare occorre avere a disposizione un certo campo di capacità, perchè altrimenti occorrerebbero troppe bobine.

Poichè la frequenza di risonanza (vedi anche parte II pag. 41) è data dalla formula:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

si vede che aumentando di nove volte la capacità, la frequenza viene ridotta ad un terzo oppure si può dire in altre parole che per ottenere una *gamma di frequenza* da 1 a 3 (per esempio 500 ÷ 1500 kHz) occorre prevedere una variazione di capacità da 1 a 9 (per esempio 50 ÷ 450 pF). Diminuendo la variazione di capacità, per esempio mettendo in parallelo ad un condensatore fisso un condensatore variabile di capacità minore (per es. un condensatore variabile da 5-20 pF in parallelo ad uno fisso di 100 pF) la gamma di frequenze coperta diventa più piccola (in questo caso solo da 1 a 1,07). In questo modo si può in casi speciali allargare su tutta la scala delle bande di frequenza particolarmente interessanti, però questo sistema a gamme allargate viene adottato solo in ricevitori speciali (sopratutto per le onde corte). Infatti per comprendere una intera gamma occorrerebbero molte bobine commutabili e ciò sarebbe troppo costoso.

Giudicando la diversa selettività delle due curve della fig. 25 possiamo dire che la II ha una maggiore selettività della I, perchè la stazione che non trasmette sulla fre-

quenza di risonanza viene attenuata di più della curva II oppure perchè la larghezza di banda della curva II è minore di quella della I. C'è però anche un'altra espressione molto evidente. Supponiamo che ci siano due trasmettitori che lavorano rispettivamente su 1500 e 1505,7 kHz e si supponga che trasmettano la stessa energia al circuito, si vede subito che con la curva I il secondo viene attenuato alla metà.

Si può anche dire in un altro modo: « Il trasmettitore disturbante su 1505,7 kHz dovrebbe provocare una tensione doppia di quello a 1500 kHz per essere sentito con la stessa intensità ».

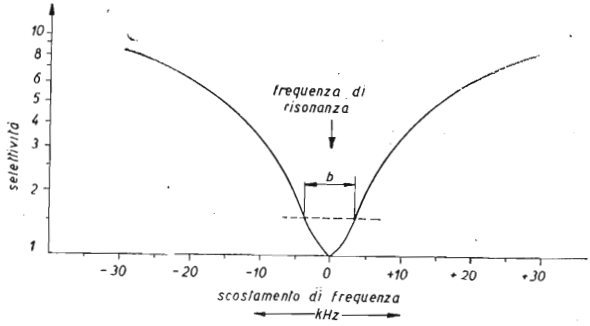


Fig. 26

Corrispondentemente un trasmettitore a 1516 kHz (che viene attenuato al 20%) dovrebbe trasmettere all'antenna un'energia 5 volte superiore. Si definisce come « *selettività* » il rapporto della tensione della stazione disturbatrice rispetto alla stazione sulla quale si è sintonizzati. Questa nuova curva è naturalmente con le gambe all'aria rispetto alla precedente (fig. 26) e la larghezza di banda va riferita al reciproco di 70% (1/0,7 = 1,41). In ambedue le rappresentazioni si riportano qualche volta sull'asse orizzontale non le frequenze ma gli scostamenti di frequenza in kHz (confronta fig. 25 e 26).

La frequenza di risonanza coincide quindi con lo scostamento zero. Rinunciamo volutamente alla rappresentazione della curva di risonanza rispetto allo scostamento percentuale, perchè nella pratica si deve sempre pensare in kHz!

Quali sono ora le condizioni di selettività di un ricevitore semplice con due o più circuiti accordati?

Consideriamo la fig. 27. Con una frequenza di risonanza di 600 kHz la curva di risonanza di un circuito darebbe per una frequenza di 632,5 kHz (scostamento di 32,5 kHz) una attenuazione di solo il 50% (selettività 2). Un secondo circuito con la stessa selettività attenuerebbe ancora del 50% le frequenze spostate di 32,5 kHz fornite dal primo circuito. Poichè il primo circuito attenua ad 1/2 con i due circuiti l'attenuazione diventa 1/2 di 1/2 ossia 1/4 e la selettività aumenta a $2 \times 2 = 4$ (curva per il circuito 2 nella fig. 27). Un terzo circuito migliorerebbe ancora nel rapporto 2 la selettività, cioè la selettività di tre circuiti sarebbe 8, quella di quattro circuiti 16, e così via.

L'attenuazione relativa diventerebbe rispettivamente il 59%, il 25%, il 12,5% il 6,25%.

Si potrebbe pensare di usare al posto di molti circuiti con una qualità relativamente bassa e quindi con poca selettività un unico circuito con qualità e selettività elevate. Nella fig. 27 è disegnato anche la curva di risonanza di questo circuito. Si vede che esso va bene fino ad uno scostamento di frequenza di 30 kHz: anzi in questo campo il circuito « migliore » ha una maggiore selettività di quattro « peggiori ». Però oltre questo scostamento i quattro circuiti « peggiori » sono più vantaggiosi, ciò vuol dire che una stazione molto potente che si trovi fuori di questo campo disturba di più con un solo circuito ottimo ($Q = 250$) che con quattro scadenti ($Q = 15,5$). Ed è infatti proprio questa la ragione dei « *ricevitori a più circuiti* », apparecchi con due o più circuiti e con un altrettanto numero di valvole premaplificatrici.

Contrapposto fra selettività e buona riproduzione del suono

Nel paragrafo precedente si è sempre parlato della amplificazione della frequenza di risonanza e della attenuazione delle frequenze diverse da queste, cioè dei mezzi per ottenere una selettività possibilmente alta.

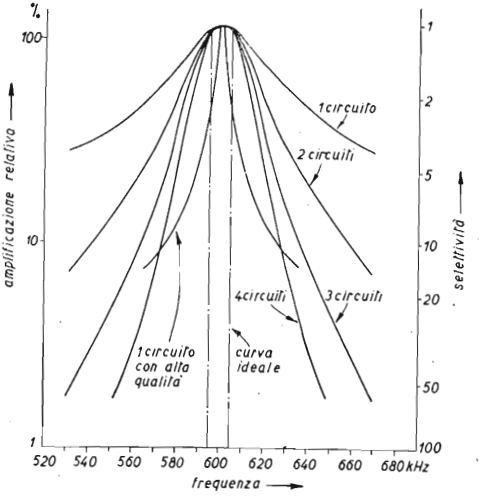


Fig. 27

Ora noi abbiamo visto prima (confr. parte III pag. 14) che, modulando un'alta frequenza con una frequenza fonica si ottengono delle bande laterali e che queste si estendono fino a 4,5 kHz ai lati della frequenza portante. Sup-

posto che l'orecchio umano non percepisca una diminuzione del suono fino al 70%, si vede che si può ammettere al massimo una uguale attenuazione (per tutti i circuiti del ricevitore messi insieme) per le frequenze laterali esterne che distano dalla frequenza portante di 4,5 kHz.

Ciò significa che la larghezza di banda deve essere almeno 9 kHz.

La curva ideale sarebbe quindi quella disegnata nella fig. 27; essa lascia passare non attenuate le due bande laterali fino a 4,5 kHz (per esse la selettività è 1) e attenua totalmente tutte le altre frequenze (per le quali la selettività sarebbe quindi infinitamente grande).

Noi vogliamo ora vedere in quale modo è possibile avvicinarci a questa curva ideale.

Nella fig. 28 sono rappresentate le curve di risonanza di

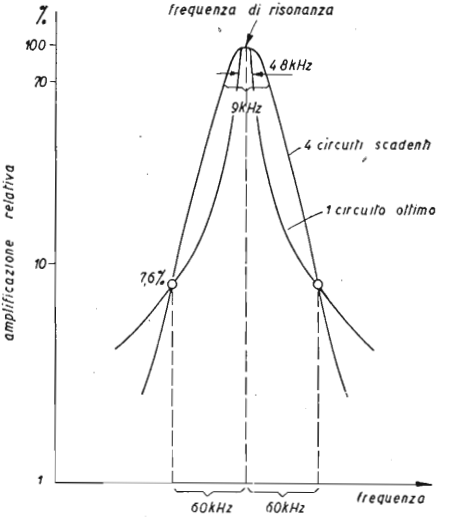


Fig. 28

un circuito ottimo e di quattro circuiti scadenti. Fino ad uno scostamento di 60 kHz ai due lati della frequenza di risonanza il circuito ottimo ha una selettività migliore dei quattro scadenti, a 60 kHz le selettività si uguagliano, per scostamenti superiori la selettività dei quattro circuiti è superiore a quella dell'unico. Questo ha però un'altro svantaggio: la sua larghezza si banda è di soli 4,8 kHz rispetto ai 9 necessari. Ciò significa che le frequenze laterali superiori, cioè le frequenze foniche superiori ai 2,4 kHz che vengono trasmesse all'amplificatore in bassa frequenza e all'altoparlante si sentiranno relativamente molto più attenuate di

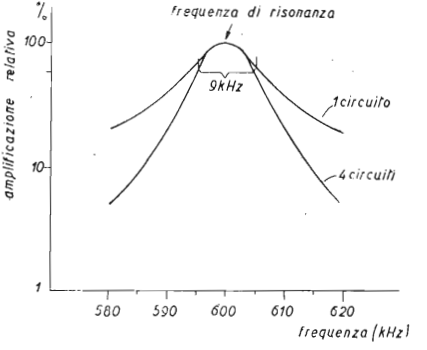


Fig. 29

quando esse erano state originariamente affidate alla portante nel trasmettitore. Invece nel caso dei quattro circuiti la larghezza di banda è di 9 kHz, si può quindi ottenere una fedele riproduzione anche delle frequenze più elevate attorno ai 4,5 kHz.

Se si rende la qualità di un circuito così bassa in modo da avere una larghezza di banda di 9 kHz si vede che la selettività diventa troppo scadente, se però si aumenta il numero

dei circuiti diminuendo via via la qualità in modo da lasciare invariata la larghezza di banda di 9 kHz si vede che aumenta via via anche la selettività (vedi per es. la curva per 4 circuiti della fig. 29).

Tuttavia questo sistema, con il quale ci si potrebbe avvicinare molto alla curva ideale con un grande numero di circuiti, ha due svantaggi: per primo un numero elevato di circuiti accordati è costoso anche perchè richiede un corrispondente numero di valvole ed in secondo luogo perchè si ha una forte variazione della larghezza di banda all'interno della gamma (confr. fig. 25). Si dovrebbe perciò scendere ad un'altro compromesso, cioè regolare per es. la larghezza di banda a 9 kHz per la frequenza di 1 MHz ed ammettere larghezze maggiori alle frequenze più alte e minori alle più basse, ma anche in questo modo ci si allontana dal caso ideale.

Il traslatore ci ha già aiutato in altri casi difficili, vediamo quindi se non è possibile impiegarlo ancora, sia pure in un modo diverso, per trarci anche da questo impiccio. Accordiamo due circuiti separati (C_1 L_1 e C_2 L_2 della fig. 30*a*) sulla stessa frequenza, portiamo la loro qualità allo stesso valore e accoppiamo le due bobine in modo molto lasco, si misurerà allora una curva di risonanza complessiva uguale alla curva I della fig. 30*b* che è completamente simile a quella di un unico circuito. L'adozione del traslatore non ha portato quindi alcun vantaggio. Se però rendiamo l'accoppiamento più rigido succede qualcosa di straordinario: i due rami della curva si allontanano, la larghezza di banda aumenta, la curva II non ha più una « punta » ma è superiormente appiattita. Se rendiamo l'accoppiamento ancora più stretto, i rami della curva (III) si allontanano ancora di più e sulla parte superiore si nota un « *insellamento* » che si approfondisce sempre più all'aumentare dell'accoppiamento, in modo che nel caso estremo si hanno due curve di risonanza separate a destra e a sinistra della frequenza di risonanza.

L'insellamento significa che le corrispondenti basse frequenze laterali vengono attenuate e che sono preferite le frequenze più elevate. Ciò non è uno svantaggio fino a che l'amplificatore in BF è costruito in modo adatto, in modo cioè che siano più attenuate le alte frequenze. Fino a che l'insellamento non scende al di sotto del 70% del massimo della curva non esiste alcun pericolo per la fedele riproduzione del suono.

La larghezza di banda della curva III è naturalmente più grande di quella della curva I. Regolando l'accoppiamento fra le due bobine dei circuiti, che rappresentano

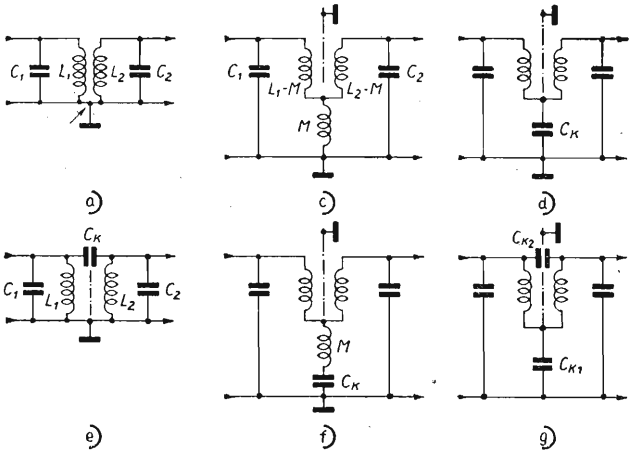


Fig. 30

quindi una specie di traslatore (si parla in questo caso come in quello della fig. 8*d* di « *traslatore di risonanza* »), si può dunque regolare la larghezza di banda ed un tale sistema di chiama: « *regolazione della larghezza di banda* »; esso si può impiegare quando si desiderano selettività variabili per esempio per potere separare nettamente dei trasmettitori

ugualmente potenti con frequenza molto vicina oppure per potere ricevere con la massima fedeltà un trasmettitore molto più potente di tutti gli altri (trasmettitore locale).

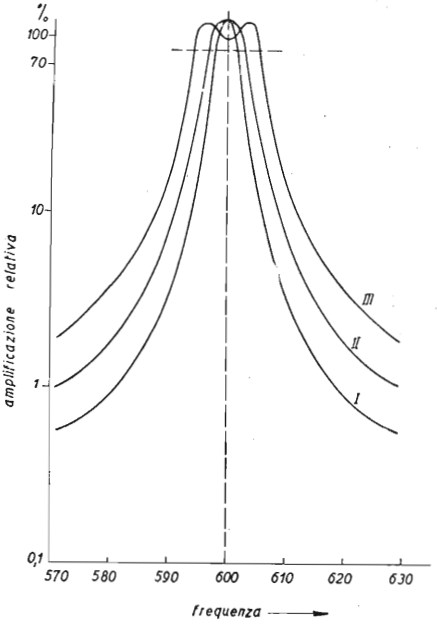


Fig. 30b)

Le cause delle strane curve della fig. 30*b* per il caso dello stretto accoppiamento dei due circuiti e dell'allontanamento dei due picchi di risonanza è dovuto al fatto che non è solo il primo circuito che trasmette energia al secondo, ma anche l'energia che oscilla nel secondo circuito ha una parziale reazione sul primo circuito.

Negli esempi finora visti di traslatori risonanti con un solo circuito si era determinato che le migliori condizioni di trasmissioni si ottenevno quando l'accoppiamento (e rispettivamente il rapporto di trasformazione) erano scelti in modo che il circuito avesse una attenuazione doppia.

Anche in questo caso si trasmette energia dal primo al secondo circuito, è quindi pensabile che le condizioni migliori si ottengono quando l'attenuazione del primo circuito diventi il doppio a causa dell'accoppiamento con il secondo. Questo particolare accoppiamento si chiama « *accoppiamento critico* », con esso la curva di risonanza è piatta e non ha ancora alcun insellamento e il rapporto di trasmissione per la frequenza di risonanza diventa massimo. Con un accoppiamento più stretto si ha un insellamento e quindi una minore amplificazione per la frequenza di risonanza, mentre invece le due *corna* laterali restano alla stessa altezza. Invece allentando l'accoppiamento diminuisce anche il rapporto di trasformazione.

È fondamentalmente indifferente accoppiare due bobine in modo che le linee di forza di una incontrino l'altra (accoppiamento induttivo fig. 30*a*) oppure, rendendo comune una parte delle due bobine (*M* nella fig. 30*c*), in modo che la corrente dei due circuiti passi attraverso alla bobina comune *M*, mentre le parti principali delle bobine vengono reciprocamente schermate (schermo metallico Sch.) in modo che esse non possono accoppiarsi induttivamente (*accoppiamento induttivo di corrente*). Ci sono anche due altre possibilità: dapprima si può collegare ai due circuiti una capacità comune C_k attraverso alla quale passa la corrente di ambedue i circuiti (*accoppiamento capacitivo di corrente fig.* 30d) oppure si può trasmettere la tensione dal primo circuito al secondo con un condensatore C_k (*accoppiamento capacitivo di tensione fig.* 30e).

L'accoppiamento dipende dalla frequenza, anche prescindendo dal fatto che le curve di risonanza di un singolo

circuito o di più circuiti vengono influenzate dalla frequenza e quindi hanno larghezze di banda diverse all'interno di una gamma, per esempio da 500 a 1500 kHz. L'accoppiamento induttivo diventa più stretto, perchè (vedi la fig. 30*c* che può essere considerata equivalente alla fig. 30*a*) la tensione alternata, provocata dalla corrente primaria in M e che fa percorrere la corrente nel secondo circuito, diventa più grande a causa dell'aumento della impedenza di M. Nel caso dell'accoppiamento capacitivo di corrente (fig. 30*d*) le condizioni sono opposte. All'aumento della frequenza si ottiene un accoppiamento decrescente, perchè al diminuire dell'impedenza di C_k all'aumentare della frequenza diminuisce anche la tensione che in esso si stabilisce.

Quindi per ottenere un accoppiamento il più possibile costante in una larga gamma di frequenza si impiega spesso un « *accoppiamento misto* » secondo la fig. 30*f*, con M e C_k. Questo circuito si può dimensionare in modo da ottenere una larghezza di banda sufficientemente costante in una larga gamma di frequenze. Un accoppiamento capacitivo di tensione ha l'effetto di trasmettere una maggiore tensione all'aumentare della frequenza quindi di rendere più stretto l'accoppiamento. Esso ha cioè l'effetto opposto dell'accoppiamento capacitivo di corrente, perciò si usano spesso anche i due tipi di accoppiamento capacitivi combinati come nella fig. 30*g*, nella quale si ottiene lo stesso effetto della fig. 30*f*.

I circuiti accoppiati del tipo descritto, che lasciano passare praticamente non attenuata una determinata banda di frequenza, si chiamano anche « *filtri di banda* » (*filtri di banda a due circuiti* oppure *filtri accoppiati*); quando essi sono inscritti fra due valvole si preferisce il collegamento della fig. 30*a*. Nel collegamento fra antenna e griglia della prima valvola si sceglie quasi sempre il circuito della fig. 30*g*. Se si deve costruire un ricevitore con questi filtri di banda per una larga gamma, per esempio per le onde medie e lunghe,

è necessario commutare non solo le bobine ma anche i condensatori di accoppiamento.

Aumenta quindi la complicazione ed anche il costo, perchè occorre un numero doppio di bobine e di condensatori variabili.

Dopo quanto detto sopra sulla possibilità di ottenere una grande selettività con poca attenuazione alle basse frequenze si deve rinunciare al desiderio di impiegare più filtri di banda in un ricevitore per ottenere una riproduzione fedele, una grande amplificazione e un'alta selettività pur restando nei limiti di un costo moderato, cioè di impiegare dei filtri di banda regolati su una frequenza relativamente bassa con l'accoppiamento fisso o variabile (nella fig. 31 sono rappre-

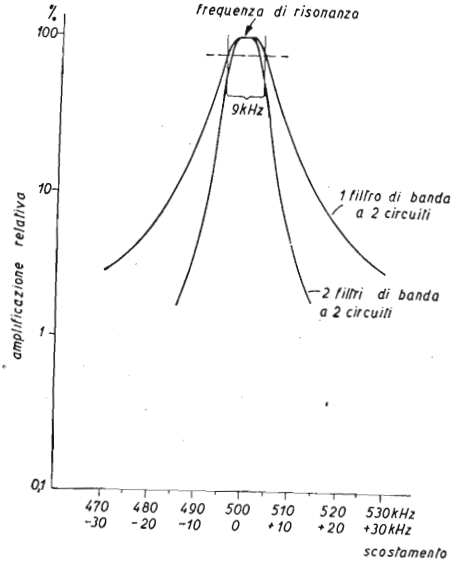


Fig. 31

sentate le curve di tali filtri di banda con 2 o 4 circuiti con una qualità $Q = 50$). Ciò si può invece ottenere facilmente trasformando tutte le frequenze ricevute in una fissa. (Confrontare il capitolo sull'eterodine nella parte V).

Diciamo ancora qualcosa sulla « *schermatura* » ricordata prima. Se si pone fra due bobine vicine (fig. 32*a*) una lamiera

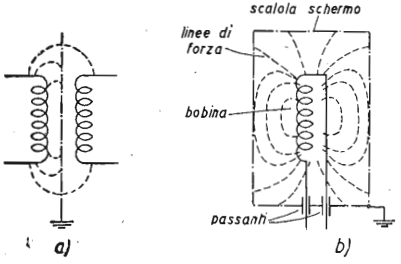


Fig. 32

metallica collegata a terra, molte linee di forza di una bobina si fermano su essa e non possono raggiungere l'altra. Con uno spessore sufficiente si può eliminare completamente l'accoppiamento. Si può ottenere lo stesso effetto in modo più completo e con una migliore utilizzazione dello spazio se si chiudono una od anche tutte e due le bobine in un cilindro chiuso tutto intorno (di rame o di alluminio) (fig. 32*b*) nessuna linea di forza può più uscire all'esterno e nessuna linea di forza esterna può influenzare la bobina.

Perchè gli amplificatori in alta frequenza possono fischiare

In una valvola con il fattore di amplificazione μ una tensione di griglia provoca una corrente anodica di grandezza uguale a quella provocata da una tensione anodica μ volte superiore. In un circuito risonante (fig. 33*a*) composto di

bobine L e condensatore C una f.e.m. e provoca in L e C delle tensioni che possono essere multipli di e (confr. fig. 24). Supponiamo che nel circuito della fig. 33a sia $C = 9{,}1$ pF $L = 4$ mH $e = 100$ V, $f = 500$ kHz. Si calcola facilmente che la rettanza del condensatore vale 35.000 Ω e quella della bobina 1200 Ω, la reattanza totale è uguale alla differenza e vale quindi 33.800 Ω (confr. parte I). Con 100 V passa quindi una corrente di 100/33800 = 2.96 mA che provoca in C una tensione di 103,55 V e in L una di 3,55 V. Le due tensioni sono di fase opposta (sfasate di 180°).

Pensiamo ora che il condensatore sia composto da due condensatori messi in serie: $C_{ga} = 10$ pF e $C_{gk} = 100$ pF (fig. 33b), in cui C_{ga} rappresenta la capacità griglia.anodo

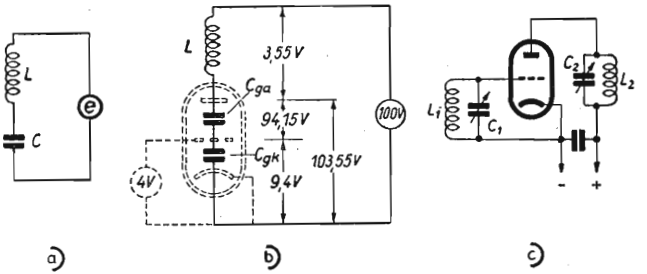


Fig. 33

di una valvola e C_{gk} la capacità totale fra griglia e catodo e che L sia l'induttanza del circuito anodico. La valvola abbia inoltre un fattore di amplificazione $\mu = 25$. Quindi possiamo sostituire la f.e.m. di 100 V con 4 V applicati alla griglia.

Sulla bobina del circuito anodico si ha in ogni caso una tensione di 3,55 V ed essa è opposta di fase rispetto alla tensione di griglia, come abbiamo già visto parecchie volte. Ai capi della capacità totale di 9,1 pF, che quindi deve pen-

sarsi posta fra anodo e catodo (abbiamo trascurato per semplicità C_{ga}) si ha una tensione di 103,55 V che è opposta di fase rispetto alla tensione della bobina e quindi è esattamente in fase con la tensione di griglia. I due condensatori C_{ga} e C_{gk} sono posti in serie, quindi ai capi dell'ultimo si ha solo una parte della tensione totale e precisamente se calcoliamo la suddivisione della tensione in base alle reattanze si ottiene una tensione di 9,4 V.

A causa della uguaglianza di fase fra questa tensione e quella di griglia esse si sommano e si hanno alla fine 9,4 + 4 = 13,4 V applicati alla griglia che naturalmente faranno passare una corrente maggiore nel circuito anodico, che a sua volta provoca una maggiore tensione anodica, una maggiore tensione di griglia e così via: la valvola a causa di questa reazione entra in oscillazione (vedi anche la parte V).

Se si sostituisce L con un condensatore ciò non succede più perchè tutte le tensioni sarebbero in fase e si trasmetterebbe alla griglia solo una tensione in controfase, si avrebbe cioè una controreazione negativa che noi avevamo già trovata in modo simile parlando della controreazione anodica. Anche una pura resistenza ohmica nel circuito anodico non fa niente.

Il risultato è soprendente: collegando una bobina opportuna nel circuito anodico di una valvola si ottiene una reazione attraverso la capacità anodo-griglia della valvola, si ha la cosidetta reazione capacitiva.

È questa la causa per cui gli amplificatori che lavorano con bobine nel circuito anodico o che sono accoppiati con traslatore entrano facilmente in oscillazione (*tendenza al fischio* negli amplificatori BF). Ma anche negli amplificatori in AF con circuiti oscillanti abbiamo nel circuito anodico una induttanza che però è messa in parallelo ad un condensatore. Quando il circuito anodico è sintonizzato esattamente sulla frequenza da amplificare il circuito si comporta come una resistenza ohmica e quindi rimane solo la controreazione

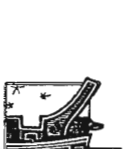
anodica. Se si ruota il condensatore in modo che sintonizzare il circuito su una frequenza minore la bobina acquista minore importanza e non è più possibile l'autoeccitazione (il circuito anodico è capacitivo). Se però, partendo dalla condizione di risonanza, si diminuisce la capacità, la bobina riassume il ruolo più importante (il circuito anodico diventa induttivo) e quindi si ha la « *tendenza al fischio* » cioè, per certi valori delle resistenze attenuanti, l'autoeccitazione. Perciò anche gli amplificatori sintonizzati non lavorano mai con triodi, perchè la capacità anodo-griglia porta praticamente sempre all'autoeccitazione. Per eliminare questo effetto si dovrebbe utilizzare un circuito speciale per portare dal circuito anodico alla griglia una tensione di fase opposta e di grandezza uguale a quella che vi arriva attraverso C_{gk}.

Questa è la cosidetta « *neutralizzazione* ». Poichè però nei tetrodi e nei pentodi C_{ga} è, a causa della presenza della griglia schermo, così piccola da non essere più sufficiente per l'autoeccitazione e poichè con queste valvole a più griglie è oggi più facile ottenere un'alta amplificazione, i triodi neutralizzati sono impiegati solo nei trasmettitori ma non più nei ricevitori.

Il circuito della fig. 33*c* viene invece utilizzato direttamente, accordando il circuito di griglia sulla frequenza da generare e il circuito di placca su una un po' superiore (in modo che sia un po' induttivo). Con la bobina del circuito anodico viene poi accoppiata o l'antenna o il successivo stadio amplificatore (trasmettitore) (Circuito di *Huth-Kuhn*). Poichè un cristallo piezoelettrico fornisce sotto l'influsso di vibrazioni meccaniche una tensione e sotto l'influsso di una tensione vibra meccanicamente, per ottenere un cristallo continuamente in vibrazione basta solo aggiungere a questi due effetti una controreazione. Un tale « *quarzo oscillante* » con dimensioni opportune può essere *adatto* a sostituire il circuito L_1 C_1 della fig. 33*c*; si ottiene così una frequenza straordinariamente stabile che è l'unica sulla

quale il quarzo può oscillare. Poichè il quarzo si comporta come un circuito oscillante si può parlare anche per lui di una qualità, essa può raggiungere anche valori di 10.000!

Ricordiamo che queste qualità (e quindi selettività) estremamente elevate si usano oltre che nei trasmettitori anche nei ricevitori nei quali non si devono ricevere delle bande, per esempio nei ricevitori telegrafici, nei quali si deve separare dalle altre solo la frequenza di trasmissione. In questo caso si sostituisce in un punto adatto un circuito oscillante con un quarzo che viene allora chiamato anche « *filtro a quarzo* ».



L. 550